

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 08-084105

(43)Date of publication of application : 26.03.1996

(51)Int.Cl. H04B 7/12
H04B 7/26
H04B 1/713

(21)Application number : 06-220489

(71)Applicant : N T T IDO TSUSHINMO KK

(22)Date of filing : 14.09.1994

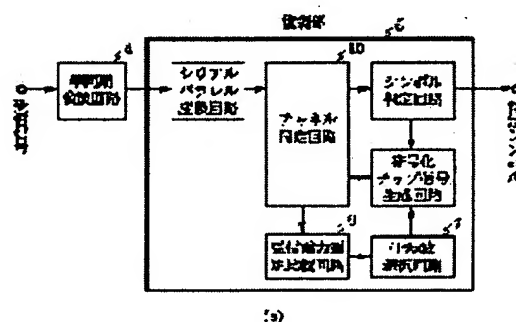
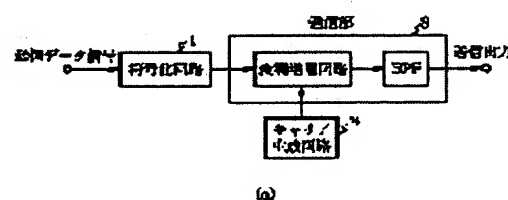
(72)Inventor : TOMISATO SHIGERU
SUZUKI HIROSHI
FUKAWA KAZUHIKO

(54) FREQUENCY DIVERSITY COMMUNICATION SYSTEM

(57)Abstract:

PURPOSE: To reduce the operation quantity of an interference(IF) canceler and the circuit scale and to shorten processing time by providing a demodulation part with a receiving power measuring/comparing circuit and an IF wave selecting circuit for selecting an IF wave with a high receiving power level out of measured IF waves and setting up the selected wave as an IF wave to be removed.

CONSTITUTION: The demodulation part 5 is provided with the receiving power measuring/comparing circuit 6 and the IF wave selecting circuit 7 for selecting one or more IF waves having high receiving power levels out of IF waves measured by the circuit 6 and setting the selected waves as IF waves to be removed. The circuit 6 selects an IF wave having relatively large receiving power in a training signal section. Since the IF waves are selected based upon the measured results of the circuit 6 and an IF wave whose canceling is unnecessary is not canceled, the number of IF waves to be canceled by the IF canceler can be restricted. In addition, the same training signal series can be positionally repeatedly utilized.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 16.09.1997

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3059058

[Date of registration] 21.04.2000

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 特 許 公 報 (B 2)

(11)特許番号

特許第3059058号
(P3059058)

(45)発行日 平成12年7月4日(2000.7.4)

(24)登録日 平成12年4月21日(2000.4.21)

(51)Int.Cl.⁷

識別記号

F I

H 0 4 B 7/12

H 0 4 B 7/12

1/713

7/26

D

7/26

H 0 4 J 13/00

E

請求項の数9(全12頁)

(21)出願番号 特願平6-220489

(22)出願日 平成6年9月14日(1994.9.14)

(65)公開番号 特開平8-84105

(43)公開日 平成8年3月26日(1996.3.26)

審査請求日 平成9年9月16日(1997.9.16)

(73)特許権者 392026693

エヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社
東京都港区虎ノ門二丁目10番1号

(72)発明者 富里 繁

東京都港区虎ノ門二丁目10番1号 エ
ヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社内

(72)発明者 鈴木 博

東京都港区虎ノ門二丁目10番1号 エ
ヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社内

(72)発明者 府川 和彦

東京都港区虎ノ門二丁目10番1号 エ
ヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社内

(74)代理人 100078237

弁理士 井出 直孝 (外1名)

審査官 板橋 通孝

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 周波数ダイバーシチ通信方式

1

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】 トレーニング信号を含むシンボル系列の1シンボルをK個(K=2, 3, ...)のチップに分割し符号化された符号化チップ信号を出力する符号化回路と、K種類の周波数のキャリア信号を出力するキャリア生成回路と、前記符号化チップ信号のK個のチップによりこのK種類のキャリア信号をそれぞれ変調し1シンボルあたりK個のチップ変調波を時系列的に送出する送信部とを備えた送信機と、

このチップ変調波に対するK個の複素包絡線信号を抽出する準同期検波回路と、前記トレーニング信号によりチャネル同定を行いそのチャネル同定結果にしたがってこの複素包絡線に含まれる干渉波成分を除去しシンボルを判定する復調部とを備えた受信機とを備えた周波数ダイバーシチ通信方式において、

2

前記復調部は、トレーニング区間で希望波および複数の干渉波のトレーニング信号によりこの希望波および複数の干渉波の受信電力をそれぞれ測定しこの複数の干渉波相互間の受信電力レベルおよび複数の干渉波の受信電力レベルと希望波の受信電力レベルとを比較する受信電力測定比較回路と、

この受信電力測定比較回路により測定された干渉波相互間の受信電力レベルの高い以上の干渉波を選択しこれを除去すべき干渉波とする干渉波選択回路とを備えたことを特徴とする周波数ダイバーシチ通信方式。

【請求項2】 請求項1記載のダイバーシチ通信方式を基地局および移動機に備えた移動通信方式。

【請求項3】 多数の基地局が距離間隔を設けて配置され一つの基地局が一つのセルを構成する請求項2記載の移動通信方式において、

前記隣接するセルには前記トレーニング信号の異なるパターンが割当てられ、しかも、このトレーニング信号の同一パターンが距離の離れたセルに繰り返し割当てられることを特徴とする移動通信方式。

【請求項4】 請求項2記載の移動通信方式において、前記基地局および前記移動機には、前記受信電力測定比較回路により測定された希望波の受信電力レベルにしたがって前記送信機に送信電力制御信号を通信相手側に送信する手段を備え、前記移動機および基地局には通信相手側から受信されるこの送信電力制御信号にしたがって自己の送信電力を制御する手段を備えたことを特徴とする移動通信方式。

【請求項5】 請求項2記載の移動通信方式において、前記基地局および前記移動機は、送信すべきデータのないうースト信号のタイミングではトレーニング信号の送信タイミングを含めて送信電力を低減させる手段を含み、前記移動機および前記基地局は、うースト信号のタイミングにトレーニング信号が到来しないときにそのうースト信号のタイミングの残り時間にわたり受信機の少なくとも一部回路の電源を停止させる手段を含むことを特徴とする移動通信方式。

【請求項6】 多数の基地局が距離間隔を設けて配置され一つの基地局が一つのセルを構成する請求項2記載の移動通信方式において、

この多数のセル間では前記符号化回路の符号として同一の拡散コードを用いることを特徴とする移動通信方式。

【請求項7】 多数の基地局が距離間隔を設けて配置され一つの基地局が一つのセルを構成する請求項2記載の移動通信方式において、

前記基地局には、複数N個のアンテナを設け、この複数N個のアンテナについて同一の情報を互いにほぼ直交する拡散コードを用い、

前記移動機の復調器には、この複数N個のアンテナから送信されたチップ変調波について合成しシンボル判定を行う手段を含むことを特徴とする移動通信方式。

【請求項8】 多数の基地局が距離間隔を設けて配置され一つの基地局が一つのセルを構成する請求項2記載の移動通信方式において、

隣接する基地局では、同一の情報を互いにほぼ直交する拡散コードを用い、

前記移動機の復調器には、この複数の基地局アンテナから送信されたチップ変調波について合成しシンボル判定を行う手段を含むことを特徴とする移動通信方式。

【請求項9】 多数の基地局が距離間隔を設けて配置され一つの基地局が一つのセルを構成する請求項2記載の移動通信方式において、

一つの移動機から送信されたチップ変調波を複数の基地局で受信し合成してシンボル判定を行う手段を含むことを特徴とする移動通信方式。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は周波数ホッピング伝送方式の無線通信に利用する。本発明はスペクトラム拡散通信方式に利用する。本発明は移動通信に利用する。特に、干渉波除去技術に関する。

【0002】

【従来の技術】 移動通信などの無線通信においては、フェージングの変動を克服するためにダイバーシチ技術が用いられる。周波数ダイバーシチ効果を得る技術として、周波数ホッピング(FH:Frequency Hopping)伝送方式が知られている。このことは、例えば、M.K.Simon, J.K.Omura, R.A.Scholtz, and B.K.Levitt, Spread Spectrum Communications, Computer Science Press, 1985 の中で述べられている。さらに周波数ホッピング伝送方式には、情報1シンボルで1回以上周波数ホッピングを行うFFH(Fast FH)と、数シンボル以上の信号をもとにして形成されたうースト信号毎に周波数ホッピングを行うSFH(Slow FH)がある。特に、FFHは1シンボル毎の周波数ダイバーシチ効果により極めて安定した伝送路を形成できる。

【0003】 上記のFFH方式で、コヒーレントに受信を行い、干渉キャンセラを適用する周波数ダイバーシチ通信方式がある。この周波数ダイバーシチ通信方式は、S.Tomisato, k.Fukawa, and H.Suzuki, "Coherent Hybrid DS-FFH CDMA with adaptive interference cancelling for cellular mobile communications", Trans. IEICE, vol. E77-B No. 5, pp. 589-597, May. 1994の中で示されている。図8に周波数ダイバーシチ通信方式の送信機および受信機のブロック構成図を示す。図9に周波数ダイバーシチ通信方式の干渉キャンセラのブロック構成図を示す。これらの動作は特願平5-197352号「周波数ダイバーシチ伝送装置」において詳細に述べられているが、以下に簡単に説明する。図8(a)に示す送信機は符号化回路である符号器CODER、送信部に含まれる直交変調器MODおよび帯域通過フィルタBPF、キャリア生成回路である送信用周波数シンセサイザLT、および周波数制御回路FCONT-Tから構成されている。ここでは変調方式はQPSKとする。送信機では、送信データ信号をチップに分割し、分割したチップ毎に周波数ホッピングしながら伝送する。

【0004】 図8(b)の受信機は準同期検波回路であるミキサMIX、受信用周波数シンセサイザLR、周波数制御回路FCONT-R、帯域通過フィルタBPF、およびIQ検波器IQDと、復調手段である復調回路DEMODとからなる。受信機では、周波数の違う送信チップをコヒーレント合成することにより復調を行う。

【0005】 図9に示す干渉キャンセラは非線形干渉キャンセラと呼ばれるものである。シリアル・パラレル変換回路、チャネル同定回路、符号化チップ信号生成回路

およびシンボル判定回路からなる。動作についてQPSKを例にして説明する。ただし、自分の信号が変調されている希望波1波と、他ユーザの信号のみが変調されている干渉波がN波あるとし、希望波には自分の信号以外に(M-1)の他のユーザの信号が多重化され、また、N波の干渉波には、それぞれMのユーザが多重化されているとする。このとき、他ユーザの信号の総数は(N+1)M-1となる。QPSKでは、自分の信号の送信シンボルパターンとしては4通り考えられ、他ユーザの信号のシンボルパターンとしては $4^{(N+1)M-1}$ 通り考えられる。本復調方式では、これらの $4 \times 4^{(N+1)M-1}$ 通りの送信シンボルパターンの候補の中から、最も確からしいパターンを推定し、シンボルを判定している。まず、シリアル・パラレル変換部では、準同期検波されたKチップの複素包絡線信号をスイッチSWを介してメモリCMEに蓄積する。スイッチSWは周波数制御回路FCONTRの動作に同期してSWC端子により制御されている。最尤推定回路MLSEでは、自分および他ユーザの信号のシンボルパターン候補のある時点から次の時点への遷移に対応したパスを形成し、そのパスの尤度の比較によりシンボル判定を行う。パスの総数はシンボルパターン候補の総数である $4 \times 4^{(N+1)M-1}$ となる。符号化チップ信号生成部では、このパス情報に対応して、信号発生器S-ISGから、自分および他ユーザの信号の総数である(N+1)M系列のシンボル候補が出力される。符号化器CODERでは、信号発生器S-ISGから出力されたシンボル系列候補が送信側に対応して符号化され、符号化チップ信号候補が生成される。チャンネル同定部では、複素包絡線信号のキャリア成分推定値をCCONTで求める。推定値は複素係数である。また、推定の初期にはトレーニング信号を用いる。この複素係数と符号化チップ信号候補を複素乗算器CMULで複素乗算することにより、自分および他ユーザの信号の複素包絡線信号に対するレプリカをそれぞれ生成する。次に、これらの自分および他ユーザの信号のレプリカとCMEに蓄積されている複素包絡線信号との減算を行い推定誤差を求める。この推定誤差はCMEにある複素包絡線それぞれに対して求めるので、チップ数Kに対してK個並列に行われる。これにより、K個の推定誤差が求められる。この推定誤差はC-CONTに帰還され、キャリア成分推定値のアップデートに用いられる。さらに、シンボル判定回路では、これらK個の推定誤差の二乗和を求める。以上に述べた推定誤差の二乗和を求める動作は、パスの総数である $4 \times 4^{(N+1)M-1}$ 通りすべてについて行われる。最尤推定回路MLSEでは、 $4 \times 4^{(N+1)M-1}$ 通りのパスの中で、推定誤差の二乗和が最小となるパスが選択され、この選択されたパスに対応するシンボル候補が最も確からしいと判定される。これにより送信シンボルが決定される。このキャンセラでは、送信信号中に含まれている既知のトレーニング信号に基づいて伝送路推

定を行っているが、希望波だけでなく干渉波についても伝送路推定を行い干渉キャンセラを行うため、優れた干渉キャンセル効果が得られる。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】以上説明したように、周波数ダイバーシチ通信方式は周波数ダイバーシチ効果と干渉キャンセルにより優れた伝送特性が得られるが、移動通信のセルラ方式に適用する方法については具体的に検討されていない。

10 【0007】移動通信方式のセルモデルを図10に示す。この19セルモデルは、例えば、K.S.Gilhausen, I. M. Jacobs, R. Padovani, A. J. Viterbi, L. A. Weaver, Jr., and C.E. Wheatley III, "On the capacity of a cellular C DMA system," IEEE Trans. Veh. Tech., pp. 303-312, May 1991の中でも使われている。下り伝送(基地局から移動機)を図10(a)に、上り伝送(移動機から基地局)を図10(b)に示す。セルはすべて正六角形で表すこととし、対象とする移動機を白で示している。また、この移動機が属しているセルを灰色で示している。移動通信セルラ方式では、同一チャネル干渉を回避するため、同一の周波数を隣接セルで利用せず、距離を離して繰り返し利用している。しかしながら、同一の周波数をすべてのセルで利用することができれば周波数利用効率を飛躍的に改善することができる。図10のような19セルモデルで同一の周波数をすべてのセルで利用することを仮定した場合には、対象とする移動機が属している自セル以外の18セル内の基地局または移動機の信号が干渉となる。また、同一セル内で同一周波数に複数のユーザを多重化している場合(多重化数 $M \geq 1$)には、対象とする移動機が属している自セル内で多重化されている信号も干渉となる。周波数ダイバーシチ通信方式で用いる非線形干渉キャンセラで、これらの18セル内および自セル内の同一周波数を用いるすべての干渉波をキャンセルするように設定したとき、干渉キャンセラにおける演算量が飛躍的に増大し、回路規模および処理時間が大きくなる。このため、特に回路規模や消費電力の面で制約の多い移動機では、ハードウェアの実現が困難で、周波数ダイバーシチ通信方式をセルラ方式に適用することができなくなる。

40 【0008】本発明は、このような背景に行われたものであり、干渉キャンセラにおける演算量を低減することができる周波数ダイバーシチ通信方式を提供することを目的とする。本発明は、干渉キャンセラの回路規模を低減することができる周波数ダイバーシチ通信方式を提供することを目的とする。本発明は、干渉キャンセラの処理時間を短縮することができる周波数ダイバーシチ通信方式を提供することを目的とする。本発明は、周波数ダイバーシチ通信方式をセルラ方式に適用することができる移動通信方式を提供することを目的とする。

50 【0009】

【課題を解決するための手段】本発明は、トレーニング区間において受信電力の比較を行い、この結果に基づき干渉キャンセラでキャンセルする干渉波の数を制限することを特徴とする。従来の技術とはトレーニング区間で受信電力測定比較回路により干渉波の受信電力の比較を行い、干渉波選択回路により干渉キャンセラでキャンセルする干渉波を選択する点が異なる。

【0010】すなわち、本発明の第一の観点は、トレーニング信号を含むシンボル系列の1シンボルをK個（ $K=2, 3, \dots$ ）のチップに分割し符号化された符号化チップ信号を出力する符号化回路と、K種類の周波数のキャリア信号を出力するキャリア生成回路と、前記符号化チップ信号のK個のチップによりこのK種類のキャリア信号をそれぞれ変調し1シンボルあたりK個のチップ変調波を時系列的に送出する送信部とを備えた送信機と、このチップ変調波に対するK個の複素包絡線信号を抽出する準同期検波回路と、前記トレーニング信号によりチャネル同定を行いそのチャネル同定結果にしたがってこの複素包絡線に含まれる干渉波成分を除去しシンボルを判定する復調部とを備えた受信機とを備えた周波数ダイバーシチ通信方式である。

【0011】ここで、本発明の特徴とするところは、前記復調部は、トレーニング区間で希望波および複数の干渉波のトレーニング信号によりこの希望波および複数の干渉波の受信電力をそれぞれ測定しこの複数の干渉波相互間の受信電力レベルおよび複数の干渉波の受信電力レベルと希望波の受信電力レベルとを比較する受信電力測定比較回路と、この受信電力測定比較回路により測定された干渉波相互間の受信電力レベルの高い一以上の干渉波を選択してこれを除去すべき干渉波とする干渉波選択回路とを備えるところにある。これにより、干渉キャンセラにおける演算量、回路規模を低減し、処理時間を短縮することができる。

【0012】本発明の第二の観点は、このダイバーシチ通信方式を基地局および移動機に備えた移動通信方式である。この移動通信方式は、例えば、多数の基地局が距離間隔を設けて配置され一つの基地局が一つのセルを構成する移動通信方式である。

【0013】ここで、本発明の特徴とするところは、前記隣接するセルには前記トレーニング信号の異なるパターンが割当てられ、しかも、このトレーニング信号の同一パターンが距離の離れたセルに繰り返し割当てられるところにある。

【0014】この移動通信方式において、前記基地局および前記移動機には、前記受信電力測定比較回路により測定された希望波の受信電力レベルにしたがって前記送信機に送信電力制御信号を通信相手側に送信する手段を備え、前記移動機および基地局には通信相手側から受信されるこの送信電力制御信号にしたがって自己の送信電力を制御する手段を備える構成とすることもできる。

【0015】この移動通信方式において、前記基地局および前記移動機は、送信すべきデータの無いバースト信号のタイミングではトレーニング信号の送信タイミングを含めて送信電力を低減させる手段を含み、前記移動機および前記基地局は、バースト信号のタイミングにトレーニング信号が到来しないときにそのバースト信号のタイミングの残り時間にわたり受信機の少なくとも一部回路の電源を停止させる手段を含む構成とすることもできる。これにより、移動機における電池の消耗を低減させることができる。

【0016】多数の基地局が距離間隔を設けて配置され一つの基地局が一つのセルを構成する前記移動通信方式において、この多数のセル間では前記符号化回路の符号として同一の拡散コードを用いることができる。

【0017】ここで、拡散コードとは、例えば、スペクトル拡散通信においては情報信号帯域幅よりビット速度の速いデジタル符号系列により搬送波を変調する。ここで用いるデジタル符号系列を拡散コードという。拡散コードとしては、例えば、PN符号が用いられる。

【0018】多数の基地局が距離間隔を設けて配置され一つの基地局が一つのセルを構成する前記移動通信方式において、前記基地局には、複数N個のアンテナを設け、この複数N個のアンテナについて同一の情報を互いにほぼ直交する拡散コードを用い、前記移動機の復調器には、この複数N個のアンテナから送信されたチップ変調波について合成しシンボル判定を行う手段を含む構成とすることもできる。これにより、空間ダイバーシチを併用しより伝送品質を向上させることができる。

【0019】ここで、直交とは、符号系列が

$$\begin{aligned} k=1 \text{ to } K \sum h_{m,k} h_{m',k}^* &= 1 \\ k=1 \text{ to } K \sum h_{m,k} h_{m',k}^* &= 0 \end{aligned}$$

の正規直交条件を満たすものをいう。ただし、KチップからなるM種類の符号系列があるときに、m番目（ $m=1, 2, \dots, M$ ）の符号系列におけるk番目（ $k=1, 2, \dots, K$ ）のチップを $h_{m,k}$ と表し、*は複素共役を表す。また、 $m \neq m'$ とする。

【0020】多数の基地局が距離間隔を設けて配置され一つの基地局が一つのセルを構成する前記移動通信方式において、隣接する基地局では、同一の情報を互いにほぼ直交する拡散コードを用い、前記移動機の復調器には、この複数の基地局アンテナから送信されたチップ変調波について合成しシンボル判定を行う手段を含む構成とすることもできる。

【0021】また、多数の基地局が距離間隔を設けて配置され一つの基地局が一つのセルを構成する前記移動通信方式において、一つの移動機から送信されたチップ変調波を複数の基地局で受信し合成してシンボル判定を行う手段を含む構成とすることもできる。これにより、セル間を移動する移動機において、切れ目のないセル切替えを上り下りの両方の通信回線について行うことができ

る。

【0022】以上により、周波数ダイバーシチ通信方式をセルラ方式に適用することができる。

【0023】

【作用】受信電力測定比較回路の測定結果に基づいて干渉波選択回路により干渉波を選択しているため、キャンセルする必要のない干渉波についてはキャンセル動作を行わない。このため、干渉キャンセラでキャンセルする干渉波の数が限定される。

【0024】同一のトレーニング信号系列を場所的に繰り返し利用できる。希望波の受信電力に応じて送信電力制御が行われるため、希望波の受信電力が一定化される。

【0025】音声の有無に応じてバースト毎に送信電力レベルを制御するため、音声のない部分では送信がOFFとなると共に受信機においても動作をOFFとすることができる。

【0026】セル間で同一の拡散コードを用いることができる。基地局の複数本のアンテナから送信された信号を移動機で合成するため、ダイバーシチ効果を得ることができる。

【0027】ソフトハンドオフにより、セル境界付近に位置する移動機で複数の基地局からの信号を受信し合成するため、ダイバーシチ効果が得られる。

【0028】ソフトハンドオフによりセル境界付近に位置する1つの移動機からの信号を複数の基地局で受信し合成するため、ダイバーシチ効果が得られる。

【0029】ここで、ソフトハンドオフとは、移動機がいま所属している無線ゾーンから隣接する無線ゾーンに移動するとき、その境界点で急激に次に管轄する基地局に無線回線を切替えるのではなく、現在、管轄している基地局と次に管轄する基地局とがオーバーラップ部分をつくりながら円滑に無線回線を切替えることをいう。

【0030】

【実施例】

（第一実施例）本発明第一実施例の構成を図1を参照して説明する。図1は本発明第一実施例の送信機および受信機のブロック構成図である。

【0031】本発明は、トレーニング信号を含むシンボル系列の1シンボルをK個（ $K=2, 3, \dots$ ）のチップに分割し符号化された符号化チップ信号を出力する符号化回路1と、K種類の周波数のキャリア信号を出力するキャリア生成回路2と、前記符号化チップ信号のK個のチップによりこのK種類のキャリア信号をそれぞれ変調し1シンボルあたりK個のチップ変調波を時系列的に送出する送信部3とを備えた送信機と、このチップ変調波に対するK個の複素包絡線信号を抽出する準同期検波回路4と、前記トレーニング信号によりチャンネル同定を行いそのチャンネル同定結果にしたがってこの複素包絡線に含まれる干渉波成分を除去しシンボルを判定する復調部

5とを備えた受信機とを備えた周波数ダイバーシチ通信方式である。

【0032】ここで、本発明の特徴とするところは、復調部5は、トレーニング区間で希望波および複数の干渉波のトレーニング信号によりこの希望波および複数の干渉波の受信電力をそれぞれ測定しこの複数の干渉波相互間の受信電力レベルおよび複数の干渉波の受信電力レベルと希望波の受信電力レベルとを比較する受信電力測定比較回路6と、この受信電力測定比較回路6により測定された干渉波相互間の受信電力レベルの高い一以上の干渉波を選択してこれを除去すべき干渉波とする干渉波選択回路7とを備えるところにある。

【0033】本実施例では、このダイバーシチ通信方式を基地局および移動機に備えた移動通信方式に実施した場合について説明する。多数の基地局が距離間隔を設けて配置され一つの基地局が一つのセルを構成する。

【0034】本発明第一実施例では、受信される総数 N_I 波の干渉波の中で受信電力の大きい方から N_C 波（ $N_C < N_I$ ）のみキャンセルし、他の干渉波については、熱雑音と同等に扱うこととする。例えば、移動機が図10（a）で示したような場所に位置するとき、平均的には灰色のセル内の基地局からの希望波、およびそれに隣接する移動機に近い基地局からの干渉波はより強く受信され、周囲にある遠い基地局からの干渉波の受信電力は小さくなる。すなわち、干渉波の強さは様々であり、すべての干渉波についてキャンセルを行う必要はない。このため、これらの受信電力の小さい干渉波を熱雑音とみなし、受信電力の大きい干渉波のみキャンセルすればよい。例えば、各セルの同一周波数への多重化数 M を1とすると、図10（b）のモデルでは $N_I = 18$ となる。このとき図9に示した非線形キャンセラの最尤推定回路MLSEで考慮する状態数は 4^{18} となり、莫大な演算量となる。これに対して、例えば、 $N_C = 3$ と設定すると、状態数は 4^3 となり、演算量を大幅に削減できる。上記の説明は図10（a）の下り伝送路についてであるが、図10（b）の上り伝送路でも同様の考え方により実施できる。

【0035】以上のことを実施するため、本発明第一実施例の受信機の受信電力測定比較回路6では、受信電力が相対的に大きい干渉波をトレーニング信号区間で選択している。まず、トレーニング信号区間においては、受信される希望波およびすべての干渉波のトレーニング信号を用いて各々チャンネル同定を行う。ただし、トレーニング信号区間のシンボルパターンについては希望波だけでなく干渉波についてもすべて既知とする。この過程で干渉波の各々の伝搬路変動に対応する複素重みベクトル $w_k(i)$ が決定される。これらのベクトルの大きさを干渉波毎に求め、大きさを比較することにより、干渉波の受信電力の大きさを比較することができる。この結果、トレーニング信号区間で受信電力の大きい干渉波を

選択することが可能となる。データ信号区間では、希望波および選択された干渉波のトレーニング信号のみを用いてチャネル同定を行い、干渉波キャンセルを行う。これにより、演算量を抑えながら、効果的に干渉波キャンセルが行える。また、伝搬路の変動が遅いときには、ある一定の数のバーストにおける比較結果を平均すれば、より正確に干渉波の受信電力の比較を行うことができる。

【0036】トレーニング信号のパターンはトレーニング信号区間のシンボル数が N_S シンボルのとき 2^{N_S} 種類ある。本発明第一実施例では、この中からパターンを選択して使用する。選択方法としては、互いに直交または擬似直交するようにパターンを選択すれば、希望波と干渉波の伝送路推定を精度良く行える。また、トレーニング信号については、例えば各セルに固定的パターンを割り当てれば、受信機で希望波だけでなく干渉波のトレーニング信号パターンについても知る事が容易になる。

【0037】本発明第一実施例で、トレーニング信号区間における演算量をさらに削減するためには、受信電力測定比較回路6において、比較を行う干渉波について隣接セルからの干渉波に限定することが考えられる。すなわち、伝搬路推定を行うトレーニング信号のシンボルパターンの種類を限定する。これにより、干渉波の演算量がさらに削減されることとなる。例えば、図10に示したセルモデルでは、各々のセルで隣接セルの数は6となる。トレーニング信号区間における伝送路推定をこの隣接セルからの信号に限定すれば、最尤推定回路での状態数は 4^6 となり、演算量を削減できる。

【0038】(第二実施例) トレーニング信号区間での伝送路推定を精度良く行うためには、希望波および干渉波のすべてのトレーニング信号がトレーニング信号区間で互いに直交していることが望ましい。トレーニング信号区間のシンボル数が N_S シンボルのとき 2^{N_S} 種類あるが、互いに直交するようなシンボルパターンは最大で N_S 個しか取れない。セルラ方式に適用するときには、受信される干渉波の数が多いため、すべての干渉波に互いに直交するシンボルパターンを割り当てるためには、トレーニング信号区間のシンボル数を多くしなければならないという欠点が生じる。そこで、本発明第二実施例では、短いトレーニング信号でも正確なレベル比較を可能とするため、トレーニング信号のシンボルパターンを繰り返し利用している。本発明第一実施例のセルモデルでは、隣接セル数は6セルである。このため、例えば、トレーニング信号のシンボルパターンを自セルも含めて7セル単位で繰り返せば、7種類のトレーニング信号で本発明を実施できる。トレーニング信号パターン1からパターン7の繰り返しの様子を図2に示す。図2はトレーニング信号パターンの繰り返し状況を示す図である。

【0039】また、トレーニング信号パターンの割当て法としては、上記のように固定的に割当ててのではなく、直交性を基準として、各セルでの呼の発生に応じて

適応的に割り当てる方法も考えられる。例えば、1つのセルで呼が発生し、あるパターンのトレーニング信号を割り当てたときには、そのセルの周辺のセルでは、割り当てたトレーニング信号パターンと直交性が悪いパターンについては割り当ての優先順位を下げるようにする。

【0040】この動作を各セルで繰り返し行えば、隣接セル間では直交し、干渉波が届かないような遠いセル間では直交性がよくないパターンも利用するように割り当てられる。この手法では、トレーニング信号パターンの割り当てが適応的に行われるため、あらかじめセル毎に割り当てを行うという手間を省くことができる。

【0041】(第三実施例) 移動通信では、地形や遮蔽物の影響を受け、受信電力の短区間中央値変動は対数正規分布となり、その変動の標準偏差は市街地で6~7dBといわれている。このことは、例えば、進士昌明、

「移動通信」, 丸善, 1989の中で示されている。本発明では干渉波をキャンセルしない干渉波については雑音と同等に扱うことにより処理しているため、対数正規変動により希望波の受信電力が大きく落ち込んだときには、これらのキャンセルしない干渉波の影響が相対的に大きくなり、伝送特性の劣化を招くこととなる。そこで本発明第三実施例では、送信電力の大きさを希望波の受信電力が常に一定となるように制御することにより、伝送特性の劣化を防いでいる。本発明第三実施例の送信機および受信機のブロック構成を図3に示す。図3(a)の送信機は符号化回路1、送信回路3およびキャリア生成回路2からなる。また、図3(b)の受信機は準同期検波回路4および復調部5とそれに含まれる受信電力測定比較回路6からなる。図3(b)に示したチャネル同定回路10では希望波および干渉波についてチャネル同定を行っている。希望波のチャネル同定の過程で複素重みベクトル $w_k(i)$ が決定するが、このベクトルの大きさにより希望波の受信電力の大きさを知ることが可能である。受信電力測定比較回路6はこの測定結果に基づき、送信電力の大きさを変化させる送信電力制御信号を送信する。送信側では、この送信電力制御信号に基づき、送信電力の上げ下げを行う。本発明では、トレーニング信号については、希望波と干渉波で直交するように設定しているため、希望波の受信電力をバースト単位で正確に測定できる。上述した方法はトレーニング信号とデータ信号からなるバースト単位で送信電力制御を行う方法であるが、もちろん、複数のバーストにおける結果を平均し、平均した受信電力に基づいて制御を行うことも可能である。また、上記の説明では送信電力制御については希望波の受信電力を一定としていたが、希望波と干渉波の電力比が常に一定となるように制御する方法も考えられる。また、実用的には送信電力がある一定以上大きくならないように制御することも必要である。

【0042】また、移動通信の伝搬では、受信電力の大きさは伝搬距離の3~4乗に反比例することがわかって

いる。このことは、例えば、進士昌明、「移動通信」、丸善、1989の中で示されている。このため、送信電力を制御しないときには、基地局から離れた移動機と通信を行うと、受信電力が小さくなり、伝送特性が劣化する。そこで、この距離に応じた電力の減衰に対しても送信電力を制御すれば伝送特性の劣化が防げる。この制御については上記の対数正規変動と同様に実施でき、また、対数正規変動と同時に制御することも可能である。

【0043】（第四実施例）音声を送信するとき、すべての時間が有音ではなく、無音の区間が多く発生している。一般的に送信信号における有音区間の割合は平均的には35～40%といわれている。本発明第四実施例では、このような無音区間での送信電力を“0”または十分小さくし、同一チャネルで同時に送信しているユーザ数を等価的に減少させている。本発明第四実施例の送信機および受信機のブロック構成を図4に示す。本発明第四実施例の送信機では、無音区間と判定された部分では、送信をOFFとする。これにより同時に通信を行っているユーザ数が減ったことと等価となる。例えば、有音区間が50%とすると、平均的には同一チャネルで同時に送信しているユーザ数が1/2になることと等価である。本発明では、復調手段で干渉キャンセルを行っているが、同時に同一チャネルを利用するユーザ数が減ることは、キャンセルすべき干渉波数が減ることとなり、伝送特性が改善され、またキャンセル時の処理量を減少できる。また、本発明第一実施例で示したように、キャンセル数を限定するときには、キャンセルせずに熱雑音とみなす干渉波の数が減り、この結果、伝送特性が向上する。例えば、図10に示したセルモデルで多重化数 $M=1$ としたときには、干渉波数 $N_1=18$ となる。このときキャンセル数 $N_C=3$ とすると、熱雑音とみなす干渉波の数は15となる。これに対して、無音区間を50%とすれば、平均的には同時に存在する干渉波の数は $N_1=9$ となり、 $N_C=3$ とすれば熱雑音とみなす干渉波数は6となる。この結果、熱雑音とみなす干渉波数が半以下となり、大幅に伝送特性が向上する。

【0044】また、本発明第四実施例の受信機では、本発明第三実施例と同様にトレーニング信号区間で希望波の受信電力を測定する。このとき希望波の受信電力が“0”とみなせるときには、無音区間であると判定し、以後のデータ区間での復調動作を停止する。このため、無音区間では復調動作を行うのはトレーニング区間のみであるため、消費電力の低減が図れる。

【0045】（第五実施例）図9に示した非線形キャンセラでは、希望波と干渉波の伝搬路が互いに独立であるときには、拡散コードが同一でもキャンセルすることができる。そこで、本発明第五実施例では、符号化回路1で用いる符号として、すべてのセルで同一の符号を利用することとしている。従来の干渉キャンセルを用いないCDMA方式では、各セル内およびセル間で各ユーザ

の信号が直交するように拡散コードの割り当てを行ってきたが、本発明ではこれが不要となる。ただし、セル内の下り伝送路で、複数ユーザの信号を同一チャネルに多重化するとき、すなわち多重化数 $M>1$ のときには、これら多重化した信号の伝搬路がすべて等しくなる。このため、セル内で同一チャネルに多重化された信号を同一コードで符号化したとき、非線形キャンセラでは多重化された信号を分離できない。このときには、互いに直交する拡散コードを用いて信号を多重化すれば、非線形キャンセラで伝搬路が等しいときでも多重化された信号を分離することが可能となる。

【0046】（第六実施例）移動通信では、フェージング条件での伝送特性の改善のため、受信アンテナを複数本用いる空間ダイバーシチを行っている。しかしながら、移動機、特に携帯電話機の小型化のためにはアンテナは1本であることが望ましい。そこで本発明第六実施例では基地局からの下り伝送においては複数本の送信アンテナを用いて送信する送信ダイバーシチを行うこととする。これにより、移動機では、1本のアンテナでダイバーシチ効果を得ることができる。本発明第六実施例の全体構成を図5に示す。本発明第六実施例の送信機のブロック構成を図6に示す。図5ではアンテナを2本としている。図6に示すように、基地局の符号化回路1では同一のシンボル系列を異なる拡散符号を用いて符号化する。このときの符号については互いに直交していることが望ましい。これらの符号化チップ信号を別々に変調し、別々のアンテナで送信する。受信機ではこれらの2つのアンテナからの信号について伝送路推定を行い、通常の受信アンテナによるダイバーシチと同様に合成する。このとき、送信用の2本のアンテナを空間的に離すことにより伝搬路をほぼ独立にすることができるため、受信機では2つの信号を合成することによりダイバーシチ効果が得られる。

【0047】送信ダイバーシチを行ったとき、送信電力を一定とすると、送信アンテナを L 本使用したときには、アンテナ1本当たりの送信電力はアンテナが1本のときと比較して $1/L$ となる。このため受信時のCN比が劣化する。しかしながら、本発明では、同一周波数をすべてのセルで繰り返し利用するため、同一チャネル干渉による特性劣化が支配的であり、CN比の劣化による伝送特性への影響は少ない。一方、移動機からの上り伝送では、基地局に複数本の受信アンテナを設置することによりダイバーシチ効果を得ることとする。以上のことにより、移動機のアンテナを1本にすることができる。

【0048】（第七実施例）本発明第七実施例では、ソフトハンドオフを行うことにより伝送特性の向上を図っている。下り伝送路でのソフトハンドオフの様子を図7に示す。移動機が自分が属しているセルの基地局に比較的近いときには、図7(a)に示すように移動機は自セルの基地局と通信を行う。この移動機が移動し、自セル

の境界付近に位置するようになったときには、図7

(b)に示すように移動していくセルの基地局からも、希望信号を送ってもらうこととする。さらに、その移動機が自セルからもう一方のセルに移動したときには、図7(c)に示すように移動機が移動したセルの基地局とのみ通信する。通常、図7(b)に示すようなセル境界付近に移動機が位置するときには、他のセルからの干渉波が強くなるため伝送特性が劣化するが、複数の基地局と通信を行うことにより、このようなダイバーシチ効果が得られ、伝送特性が改善される。第七実施例の受信機では、移動機が現在属している自セルと、自セルの周辺の基地局からの信号について、その受信電力を比較している。この比較についてはすべての周辺基地局の信号系列が既知で、かつ、互いに直交するように設定すれば、第一実施例と同様に行うことができる。すなわち、本発明の復調手段では、自局の信号だけでなく、他局の信号についても伝送路推定を行う機能があるため、精度よく比較を行うことができる。この比較の結果、自局の信号と周辺局の信号の受信電力の差がある一定範囲であれば、図7(b)に示すように2局と通信することとする。このソフトハンドオフを行う受信電力の差の範囲については、セル内でどの程度の割合でソフトハンドオフを行うかによって決定される。受信電力の差の範囲を広くすれば、ソフトハンドオフを行う面積が増え、逆に受信電力の差の範囲を狭くすれば、ソフトハンドオフを行う面積が減る。2つの基地局からは同一のシンボル系列が伝送される。ただし、異なる拡散コードで符号化されている。2つの基地局は十分離れているので、伝送路は独立とみなせる。移動機の受信機ではこれらの2つの信号を合成することによりダイバーシチ効果を得ている。

【0049】上り伝送路でも同様の考え方でソフトハンドオフが行える。このときには移動機の信号を2つ以上の基地局で受信し、この2つ以上の基地局で受信された信号を合成することによりダイバーシチ効果が得られる。ただし、このような上り伝送路では、2つまたはそれ以上の基地局を総括する制御局20が必要となり、この制御局20で移動機からの受信信号の受信電力の比較と受信信号の合成が行われる。

【0050】本発明の周波数ダイバーシチ通信方式では、1キャリア当たりの多重化数Mが多くないため、移動機がセル間を移動したときに、必ずしもソフトハンドオフ用にチャンネルが空いているとは限らない。そこで、ソフトハンドオフを行うとき、移動機が移動するセルの同一周波数のチャンネルにおいて、直交コードを用いて多重化することにより、ソフトハンドオフチャンネルを確保する方法が考えられる。直交コードは、kチップの信号ではk個生成することができる。そこで、通常のセル内での利用では、多重化数Mはチップ数Kに対して、 $M < K$ の関係にあるように値を設定し、 $(K - M)$ チャンネル分をソフトハンドオフに使用することとする。

【0051】また、ソフトハンドオフチャンネルを確保する手段として、1つの移動機が複数の受信機を持つことが考えられる。即ち、移動機が移動していくセルにおいて、同一周波数のチャンネルが確保できないときでも、周波数の違うチャンネルであれば確保できることがある。このため、受信機を複数個持ち、周波数の違うチャンネルを同時に受信すればソフトハンドオフを行うことができる。

【0052】ソフトハンドオフを行うときには、移動機は2つまたはそれ以上の基地局と送受信を行うため、1ユーザが2チャンネル分またはそれ以上を利用することとなる。このためソフトハンドオフを行っているユーザに対する送信電力が増加する。この送信電力の増加は結果的にソフトハンドオフを行っていない他のユーザに対する干渉電力の増加となり、このため他のユーザの伝送特性が劣化する。そこで、ソフトハンドオフを行うときには送信電力を低減すれば、他のユーザに与える影響も低減できる。送信電力を低減したとき、伝送特性が劣化するが、ソフトハンドオフによるダイバーシチ効果により伝送特性が向上するため、トータル的に伝送特性を向上させるように送信電力低減量を設定することは可能である。以上説明した方法により、他のユーザに与える影響の小さいソフトハンドオフが実現できる。

【0053】(その他)以上の各実施例において説明した各発明方法は、全て、またはそれらの一部を組み合わせて実施することもできる。

【0054】すなわち、本発明第一～第六実施例によれば、トレーニング信号として、同一符号系列をある一定の距離以上離れた場所で繰り返し利用するため、少ない種類のトレーニング符号系列で移動通信セルラ方式を構成することが可能となる。このため、短いトレーニング信号でも隣接セル間で直交させることができる。

【0055】送信電力制御により希望波の受信電力が一定化され、干渉波の影響を低減することができる。この結果、伝送特性が改善される。

【0056】音声の有無に応じて送信電力レベルを制御することにより、希望波に対する干渉波の電力が平均的に低減され、伝送特性が改善される。また、送信機の消費電力を低減できる。また、送信OFF時に復調をOFFすることにより、受信機の消費電力も低減できる。セル間で同一の拡散コードを用いることにより、セル毎のコードの割当てが不要となる。

【0057】送信ダイバーシチを用いることにより、移動機のアンテナを1本にすることができ、移動機の小型化を行える。

【0058】ソフトハンドオフを行うことによりダイバーシチ効果が得られるため、セル境界付近の移動機に対する伝送特性が改善する。

【0059】以上により、周波数利用効率および伝送特性の優れた周波数ダイバーシチ通信方式を具体的に構成

することができ、また、この方式で用いる携帯機器の実現が容易になる。

【0060】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、干渉キャンセラにおける演算量および回路規模を低減することができる。干渉キャンセラの処理時間を短縮することができる。周波数ダイバーシチ通信方式をセルラ方式に適用することができる移動通信方式を実現することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明第一実施例の送信機および受信機のブロック構成図。

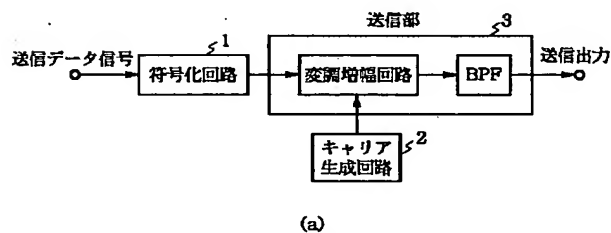
【図2】トレーニング信号パターンの繰り返し状況を示す図。

【図3】本発明第三実施例の送信機および受信機のブロック構成図。

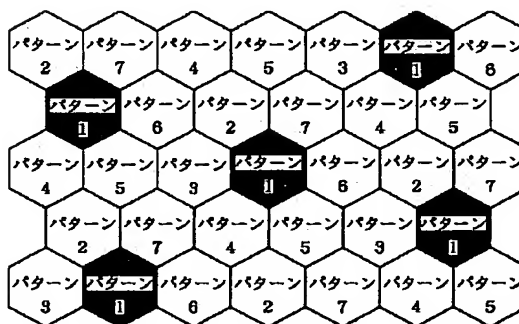
【図4】本発明第四実施例の送信機および受信機のブロック構成図。

【図5】本発明第六実施例の全体構成図。

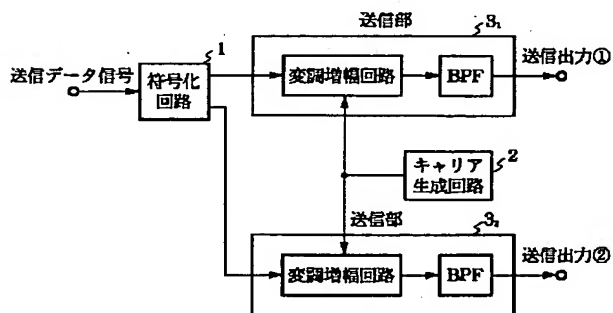
【図1】



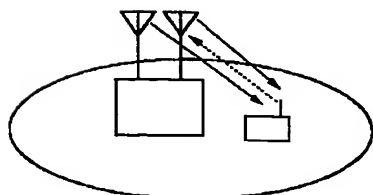
【図2】



【図6】



【図5】



【図6】本発明第六実施例の送信機のブロック構成図。

【図7】下り伝送路でのソフトハンドオフの様子を示す図。

【図8】周波数ダイバーシチ通信方式の送信機および受信機のブロック構成図。

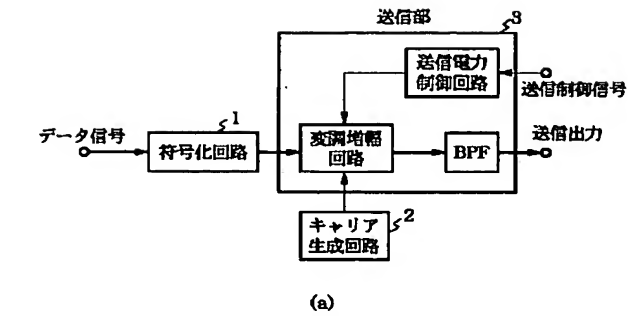
【図9】周波数ダイバーシチ通信方式の干渉キャンセラのブロック構成図。

【図10】移動通信方式のセルモデルを示す図。

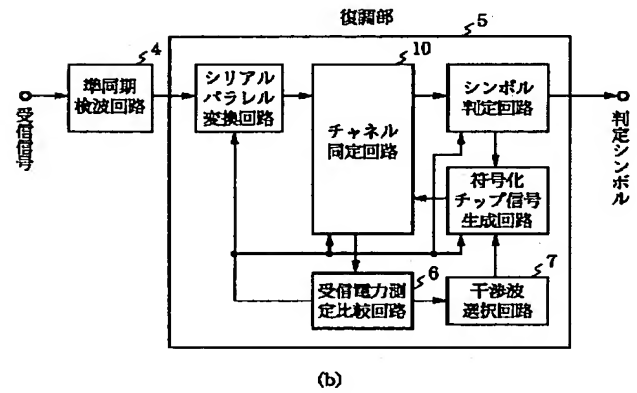
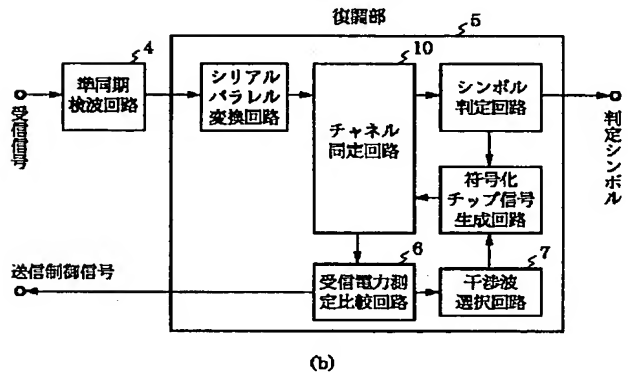
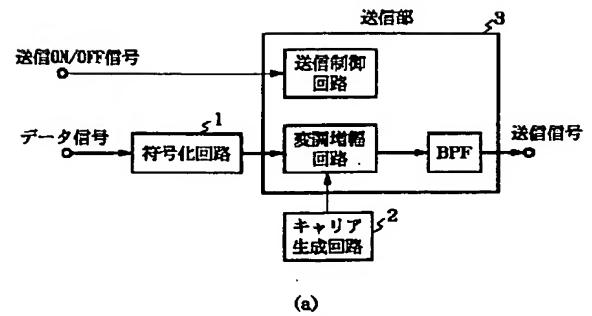
【符号の説明】

- 10 符号化回路
2 キャリア生成回路
3、3₁、3₂ 送信部
4 準同期検波回路
5 復調部
6 受信電力測定比較回路
7 干渉波選択回路
10 チャンネル同定回路
20 制御局

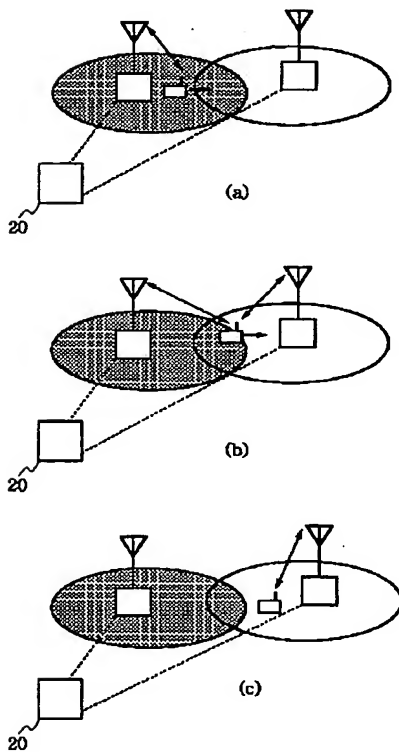
【図3】



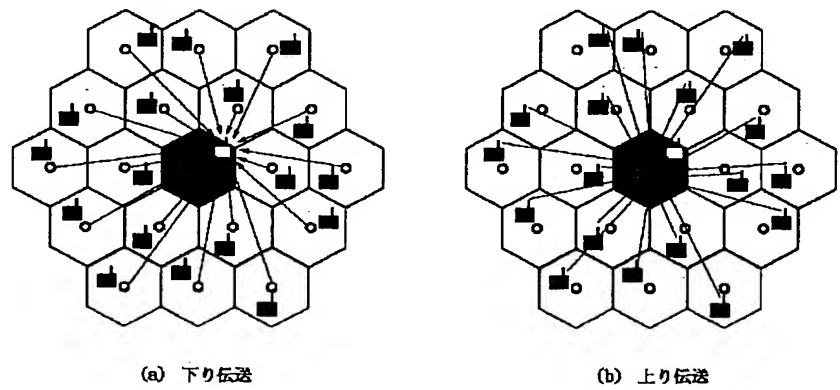
【図4】



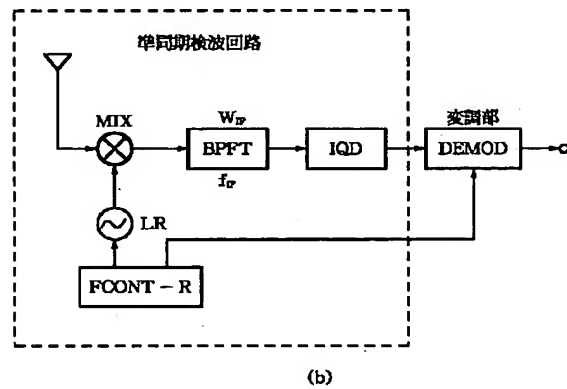
【図7】



【図10】



(a)

[illegible]

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開 平7-321702 (J P, A)
特開 平7-58727 (J P, A)
特開 平7-23027 (J P, A)
特開 平7-95130 (J P, A)
特開 平7-303092 (J P, A)
特開 平6-164537 (J P, A)
特開 平6-334630 (J P, A)
特開 平5-110499 (J P, A)

(58)調査した分野(Int.Cl.⁷, DB名)

H04B 1/10 - 1/14
H04B 15/00 - 15/06
H04B 7/00
H04B 7/02 - 7/12
H04B 7/24 - 7/26 113
H04J 1/00 - 1/20
H04J 4/00 - 15/00
H04L 1/02 - 1/06
H04L 5/00 - 5/12
H04Q 7/00 - 7/04